



Europäisches  
Patentamt

European  
Patent Office

Office européen  
des brevets

**Bescheinigung**

**Certificate**

**Attestation**

Die angehefteten Unterlagen stimmen mit der ursprünglich eingereichten Fassung der auf dem nächsten Blatt bezeichneten europäischen Patentanmeldung überein.

The attached documents are exact copies of the European patent application described on the following page, as originally filed.

Les documents fixés à cette attestation sont conformes à la version initialement déposée de la demande de brevet européen spécifiée à la page suivante.

**Patentanmeldung Nr. Patent application No. Demande de brevet n°**

02425509.3

Der Präsident des Europäischen Patentamts;  
Im Auftrag

For the President of the European Patent Office

Le Président de l'Office européen des brevets  
p.o.

**R C van Dijk**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**



Anmeldung Nr:  
Application no.: 02425509.3  
Demande no:

Anmeldetag:  
Date of filing: 01.08.02  
Date de dépôt:

Anmelder/Applicant(s)/Demandeur(s):

STMicroelectronics S.r.l.  
Via C. Olivetti, 2  
20041 Agrate Brianza (Milano)  
ITALIE

Bezeichnung der Erfindung/Title of the invention/Titre de l'invention:  
(Falls die Bezeichnung der Erfindung nicht angegeben ist, siehe Beschreibung.  
If no title is shown please refer to the description.  
Si aucun titre n'est indiqué se referer à la description.)

Transition mode power factor correction device in switching power suppliers

In Anspruch genommene Priorität(en) / Priority(ies) claimed /Priorité(s)  
revendiquée(s)  
Staat/Tag/Aktenzeichen/State/Date/File no./Pays/Date/Numéro de dépôt:

Internationale Patentklassifikation/International Patent Classification/  
Classification internationale des brevets:

H02M/

Am Anmeldetag benannte Vertragstaaten/Contracting states designated at date of  
filing/Etats contractants désignés lors du dépôt:

AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC NL PT SE SK TR

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

“Dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione.”

\* \* \* \* \*

#### DESCRIZIONE

5 La presente invenzione si riferisce ad un dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione.

10 E' generalmente noto l'utilizzo di dispositivi per la correzione attiva del fattore di potenza (PFC) per gli alimentatori a commutazione forzata utilizzati negli apparecchi elettronici di uso comune come computer, televisori, monitor, etc e per l'alimentazione delle lampade a fluorescenza, cioè di stadi pre-regolatori a commutazione forzata che hanno il compito di assorbire dalla rete una corrente pressoché sinusoidale ed in fase con la tensione di rete. Pertanto un alimentatore a commutazione forzata del tipo 15 attuale comprende un PFC ed un convertitore DC-DC collegato all'uscita del PFC.

20 Un alimentatore a commutazione forzata del tipo tradizionale comprende un convertitore DC-DC ed uno stadio di ingresso connesso alla rete di distribuzione dell'energia elettrica costituito da un ponte raddrizzatore a diodi ad onda intera e da un condensatore connesso subito a 25 valle in modo da produrre una tensione continua non regolata a partire dalla tensione alternata sinusoidale di rete. Il condensatore ha una capacità grande abbastanza perché ai suoi capi sia presente un'ondulazione relativamente piccola rispetto ad un livello continuo. I diodi rettificatori del ponte, quindi, condurranno solo per una piccola porzione di ciascun mezzo ciclo della tensione di rete, dato che il valore istantaneo di questa è inferiore alla tensione sul condensatore per la maggior parte del ciclo. Ne consegue che la corrente assorbita dalla rete sarà costituita da una serie di impulsi stretti la cui ampiezza è 5-10 volte il valore medio risultante.

30 Ciò presenta notevoli conseguenze: la corrente assorbita dalla linea ha

5 valori di picco ed efficace molto maggiori rispetto al caso di assorbimento di corrente sinusoidale, la tensione di rete viene distorta per effetto dell'assorbimento impulsivo quasi contemporaneo di tutte le utenze connesse alla rete, in caso di sistemi trifase la corrente nel conduttore neutro risulta aumentata di molto e si ha una scarsa utilizzazione delle potenzialità energetiche del sistema di produzione di energia elettrica. Infatti, la forma d'onda di corrente impulsiva è molto ricca di armoniche dispari che, pur non contribuendo alla potenza resa al carico, contribuiscono ad aumentare la corrente efficace assorbita dalla rete e quindi ad aumentare la dissipazione di energia.

10

15 In termini quantitativi tutto ciò può essere espresso sia in termini di Fattore di Potenza (PF), inteso come rapporto fra la potenza reale (quella che l'alimentatore rende al carico più quella dissipata al suo interno sotto forma di calore) e la potenza apparente (il prodotto della tensione efficace di rete per la corrente efficace assorbita), sia in termini di Distorsione Armonica Totale (THD), generalmente intesa come rapporto percentuale fra l'energia associata a tutte le armoniche di ordine superiore e quella associata all'armonica fondamentale. Tipicamente, un alimentatore con filtro capacitivo ha un PF compreso fra 0.4-0.6 e un THD superiore al 100%.

20 Un PFC, disposto fra il ponte raddrizzatore e l'ingresso del convertitore DC-DC, consente di assorbire dalla rete una corrente pressoché sinusoidale ed in fase con la tensione, rendendo il PF prossimo a 1 e riducendo il THD.

25 I PFC generalmente comprendono un convertitore provvisto di un transistor di potenza e di un induttore accoppiato con esso ed un dispositivo di controllo accoppiato con il convertitore in modo da ottenere da una tensione alternata di rete in ingresso una tensione continua regolata in uscita. Il dispositivo di controllo è capace di determinare il periodo di tempo di accensione Ton ed il periodo di tempo di spegnimento Toff del transistor di potenza; l'unione del periodo di tempo Ton e del periodo di tempo Toff dà il periodo di ciclo o periodo di commutazione del transistor di potenza.

30

Le tipologie circuitali PFC presenti in commercio sono essenzialmente due che si differenziano per la diversa tecnica di controllo utilizzata: un controllo a modulazione di larghezza di impulso (PWM) a frequenza fissa in cui si ha una conduzione continua di corrente in un induttore dell'alimentatore ed il controllo PWM a frequenza variabile, detto anche "modo transizione" (TM) perché la corrente nell'induttore si azzera esattamente alla fine di ciascun periodo di commutazione. Il controllo TM può essere operato sia controllando direttamente la corrente nell'induttore o controllando il periodo di tempo  $T_{on}$ . La tecnica di controllo a frequenza fissa fornisce prestazioni migliori ma utilizza una struttura circuitale complessa mentre la tecnica TM richiede una struttura circuitale più semplice. La prima tecnica viene generalmente utilizzata con alte potenze in gioco mentre la seconda tecnica con potenze medio-basse, generalmente inferiori a 200W.

Nella figura 1 è schematicamente mostrato uno stadio pre-regolatore PFC di tipo TM comprendente un convertitore boost 20 ed un dispositivo di controllo 1. Il convertitore boost 20 comprende un ponte raddrizzatore a diodi ad onda intera 2 avente in ingresso una tensione di rete  $V_{in}$ , un condensatore  $C_1$  (che serve da filtro per l'alta frequenza) avente un terminale connesso al ponte a diodi 2 e l'altro terminale connesso a massa, un'induttanza  $L$  collegata ad un terminale del condensatore  $C_1$ , un transistor MOS di potenza  $M$  avente il terminale di drain collegato ad un terminale dell'induttanza  $L$  a valle di quest'ultima ed avente il terminale di source connesso ad una resistenza  $R_s$  collegata a massa, un diodo  $D$  avente l'anodo connesso al terminale in comune dell'induttanza  $L$  e del transistor  $M$  ed il catodo connesso ad un condensatore  $C_0$  avente l'altro terminale connesso a massa. Il convertitore boost 20 genera in uscita una tensione continua  $V_{out}$  sul condensatore  $C_0$  superiore alla massima tensione di picco di rete, tipicamente 400 V per sistemi alimentati con rete europea o ad alimentazione universale. Tale tensione  $V_{out}$  sarà la tensione di ingresso del

convertitore DC-DC connesso al PFC.

Supponendo che la corrente assorbita dalla rete dal PFC in condizioni di regime quasi-stazionario (ossia con tensione efficace di ingresso e carico di uscita costanti) sia sinusoidale si ha che in ogni ciclo di accensione del transistor M la corrente di picco dell'induttore L vale  $I_p = V_{in} * T_{on} / L$  dove  $T_{on}$  è il periodo di tempo in cui il transistor M è acceso. Dato che la tensione di ingresso è sinusoidale si ha che se  $T_{on}$  è mantenuto costante nell'ambito di ciascun ciclo di rete la corrente di picco dell'induttore L sarà inviluppata da una sinusoide. Un opportuno filtro posto fra la rete e l'ingresso del ponte raddrizzatore (sempre presente per questioni di compatibilità elettromagnetica) medierà la corrente in ingresso eliminandone le componenti di alta frequenza per cui la corrente assorbita dalla rete sarà una sinusoide della stessa frequenza ed in fase con la tensione di rete.

Normalmente nei PFC di tipo TM controllati in modo corrente di picco la costanza del tempo di accensione  $T_{on}$  è una conseguenza del forzare la corrente di picco dell'induttore a seguire un riferimento sinusoidale. Tale riferimento viene ricavato dalla tensione raddrizzata dopo il ponte e corretto in ampiezza con il segnale errore proveniente dall'anello di regolazione della tensione di uscita, mediante un blocco moltiplicatore. L'approccio a  $T_{on}$  costante, presenta i vantaggi di non avere bisogno né della lettura della tensione di ingresso né di un blocco moltiplicatore.

Il dispositivo di controllo 1 deve mantenere la tensione di uscita  $V_{out}$  ad un valore costante mediante un'azione di controllo in retroazione. Il dispositivo di controllo 1 comprende un amplificatore di errore 3 atto a confrontare una parte della tensione di uscita  $V_{out}$ , cioè la tensione  $V_r$  data da  $V_r = R2 * V_{out} / (R2 + R1)$  (dove le resistenze  $R1$  e  $R2$  sono connesse in serie fra loro ed in parallelo al condensatore  $C_o$ ) con una tensione di riferimento  $V_{ref}$ , ad esempio del valore di 2.5V, e genera un segnale errore  $Se$  proporzionale alla loro differenza. La tensione di uscita  $V_{out}$  presenta un'ondulazione una frequenza doppia di quella di rete e sovrapposta al

valore continuo. Se tuttavia l'ampiezza di banda dell'amplificatore d'errore viene ridotta notevolmente (tipicamente inferiore a 20 Hz) mediante l'uso di un condensatore di compensazione Ccomp e assumiamo un funzionamento in regime quasi stazionario, ossia con tensione efficace di ingresso e carico in uscita costanti, tale ondulazione verrà grandemente attenuata ed il segnale errore diventerà costante.

Il segnale errore Se è inviato all'ingresso invertente di un comparatore PWM 5 mentre sull'ingresso non invertente insiste un segnale a rampa Sslope generato mediante un generatore di corrente Ic connesso ad una tensione di alimentazione VDD, un condensatore C ed un interruttore SW. Se i segnali Se e Sslope sono uguali il comparatore 5 invia un segnale ad un blocco di controllo 6 atto al pilotaggio del transistor M che, in tal caso, provvede a spegnerlo. Essendo l'uscita dell'amplificatore d'errore costante, la durata del periodo di conduzione del MOS M sarà costante nell'ambito di ciascun ciclo di rete. Al variare delle condizioni di carico e/o della tensione di rete il segnale errore cambierà ed imposterà il valore di Ton necessario per la regolazione della tensione di uscita. Appena il MOS viene spento SW viene chiuso e C scaricato.

Dopo che il MOS è stato spento l'induttore L scarica l'energia in esso immagazzinata sul carico finché si svuota completamente. A questo punto, il diodo D non permette la conduzione di corrente ed il terminale di drain del transistor M rimane flottante, per cui la sua tensione Vdrain tende a quella istantanea di ingresso attraverso delle oscillazioni di risonanza fra la capacità parassita del terminale e l'induttanza dell'induttore L. Si assiste quindi ad una rapida diminuzione della tensione di drain Vdrain che viene accoppiata mediante un avvolgimento ausiliario dell'induttore L al terminale a cui è connesso un blocco rivelatore degli zeri di corrente 7 facente parte del blocco 6. Tale blocco 7 individua questo fronte negativo, invia un segnale ad impulso ad una porta OR 8 il cui altro ingresso è connesso ad uno starter 10, atto ad inviare un segnale alla porta OR 8 all'istante di tempo iniziale; il

segnale di uscita S della porta OR 8 è l'ingresso set S di un flip-flop set-reset 11 avente un altro ingresso R che è il segnale in uscita al dispositivo 5, ed avente due segnali di uscita Q e P (il segnale Q negato). Il segnale Q viene inviato in ingresso ad un driver 12 che, in tal caso, comanda la riaccensione 5 del transistor M (in altri casi può comandarne lo spegnimento), ed il segnale P comanda in tal caso l'apertura dell'interruttore SW (in altri casi ne comanda la chiusura) in modo che il condensatore C possa ricaricarsi, iniziando così un nuovo ciclo di commutazione. In questo modo il PFC lavora in modo transizione.

10 Un PFC assorbe una corrente quasi sinusoidale ma non perfettamente sinusoidale. Due sono le maggiori sorgenti della distorsione residua che tende a mantenere un THD non trascurabile. La prima è l'ondulazione a frequenza doppia di quella di rete sovrapposta al segnale Se a livello continuo presente all'uscita dell'amplificatore d'errore, la quale introduce 15 una lieve modulazione del periodo di tempo Ton producendo distorsione di 3<sup>a</sup> armonica nel riferimento di corrente generato dal moltiplicatore. La seconda è la distorsione d'incrocio, visibile come breve zona piatta nella forma d'onda della corrente di rete IR, in corrispondenza degli zeri della tensione di rete che corrispondono ai valori minimi VC1min della tensione 20 VC1 ai capi del condensatore C1, come visibile in figura 2 dove sono mostrati la corrente IR e la tensione VC1 ai capi del condensatore C1 in due casi con Vin=220Vac e potenza di ingresso Pin=80W (figura 2a) e Vin=220Vac e Pin=40W (figura 2b). La distorsione di incrocio cresce al diminuire del carico del PFC e all'aumentare della tensione efficace di rete.

25 La causa di questa distorsione è da ricercarsi nel difetto di trasferimento di energia ingresso-uscita che si verifica in vicinanza degli zeri della tensione di rete. In quella zona l'energia immagazzinata nell'induttore L è molto bassa, insufficiente a caricare la capacità parassita del nodo di drain del transistor M fino alla tensione di uscita Vout (tipicamente 400V) in modo da consentire il passaggio di corrente attraverso il diodo D e trasferire 30

l'energia dell'induttore L in uscita. Di conseguenza il diodo D non viene acceso per un certo numero di cicli di commutazione e l'energia resta confinata nel circuito risonante composto dalla suddetta capacità parassita e dall'induttore L. Questo fenomeno, che viene accentuato dalla presenza del condensatore C1 che filtra l'alta frequenza, è mostrato in dettaglio in figura 3 dove sono visibili la corrente di rete IR e la tensione V<sub>drain</sub> in una zona in cui la corrente IR ha una forma d'onda sostanzialmente piatta.

10 In vista dello stato della tecnica descritto, scopo della presente invenzione è quello di fornire un dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione che consenta di minimizzare la distorsione di incrocio.

15 In accordo con la presente invenzione, tale scopo viene raggiunto mediante un dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione, comprendente un convertitore ed un dispositivo di controllo accoppiato con detto convertitore in modo da ottenere da una tensione alternata di rete in ingresso una tensione regolata sul terminale di uscita, detto convertitore comprendendo un transistor di potenza, detto dispositivo di controllo comprendendo un circuito di pilotaggio atto a determinare il periodo di tempo di accensione e di spegnimento di detto transistor di potenza, caratterizzato dal fatto che detto dispositivo di controllo comprende mezzi di controllo accoppiati a detto circuito di pilotaggio e a detto convertitore e capaci di allungare detto periodo di tempo di accensione del transistor di potenza in corrispondenza degli istanti di tempo in cui detta tensione alternata di rete assume sostanzialmente un valore nullo.

20 25 Le caratteristiche ed i vantaggi della presente invenzione risulteranno evidenti dalla seguente descrizione dettagliata di una sue forme di realizzazione pratica, illustrate a titolo di esempi non limitativi negli uniti disegni, nei quali:

30 la figura 1 è uno schema circuitale di un PFC in modo transizione per

un alimentatore a commutazione forzata secondo l'arte nota;

le figure 2a, 2b mostrano diagrammi ottenuti in un oscilloscopio che riportano la corrente di rete e la tensione di rete raddrizzata presa ai capi della capacità posta subito dopo il ponte raddrizzatore del PFC di figura 1  
5 con diverse potenze in ingresso;

la figura 3 mostra, nell'intorno di uno zero della tensione di rete, la corrente di rete e la tensione sul terminale di drain del transistor MOS del PFC di figura 1;

10 la figura 4 è uno schema circuitale di un PFC in modo transizione per un alimentatore a commutazione forzata secondo una prima forma di realizzazione della presente invenzione;

le figure 5a-5f mostrano i segnali più significativi del circuito di figura 4;

15 le figure 6a, 6b mostrano diagrammi ottenuti in un oscilloscopio che riportano la corrente di rete e la tensione di rete raddrizzata presa ai capi della capacità posta subito dopo il ponte raddrizzatore del PFC di figura 4 con diverse potenze in ingresso;

20 la figura 7 mostra, nell'intorno di uno zero della tensione di rete, la corrente di rete e la tensione sul terminale di drain del transistor MOS del PFC di figura 4;

la figura 8 è uno schema di un circuito di un PFC in modo transizione per un alimentatore a commutazione forzata secondo una seconda forma di realizzazione della presente invenzione;

25 la figura 9 mostra il segnale in uscita dal blocco 402 del circuito di figura 8 per tre diversi segnali in ingresso al circuito;

la figura 10 è uno schema circuitale di un PFC in modo transizione per un alimentatore a commutazione forzata secondo una terza forma di realizzazione della presente invenzione;

30 le figure 11a-11f mostrano i segnali più significativi del circuito di figura 10;

la figura 12 è una parte di uno schema circuitale di un PFC in modo transizione per un alimentatore a commutazione forzata secondo una variante alle precedenti forme di realizzazione della presente invenzione.

Nella figura 4 è mostrato un dispositivo PFC per un alimentatore a  
5 commutazione forzata operante in modo transizione secondo la prima forma  
di realizzazione della presente invenzione; gli elementi uguali al circuito di  
figura 1 saranno indicati con gli stessi riferimenti. Il PFC comprende un  
convertitore boost 20 comprendente un ponte raddrizzatore a diodi ad onda  
intera 2 avente in ingresso una tensione di rete  $V_{in}$  con periodo di rete  $T_r$ , un  
10 condensatore  $C_1$  avente un terminale connesso al ponte a diodi 2 e l'altro  
terminale connesso a massa, un'induttanza  $L$  collegata ad un terminale del  
condensatore  $C_1$ , un transistor MOS di potenza  $M$  avente il terminale di  
drain collegato ad un terminale dell'induttanza  $L$  a valle di quest'ultima ed  
avente il terminale di source connesso ad una resistenza  $R_s$  connessa a  
15 massa, un diodo  $D$  avene l'anodo connesso al terminale in comune  
dell'induttanza  $L$  e del transistor  $M$  ed il catodo connesso ad un condensatore  
 $C_0$  avente l'altro terminale connesso a massa. L'alimentatore boost genera in  
uscita una tensione continua  $V_{out}$  superiore alla massima tensione di picco  
di rete, tipicamente 400 V per sistemi alimentati con rete europea o ad  
20 alimentazione universale.

Il PFC comprende un dispositivo di controllo 100 che deve mantenere  
la tensione di uscita  $V_{out}$  ad un valore costante mediante un'azione di  
controllo in retroazione. Il dispositivo di controllo 100 comprende un  
amplificatore di errore 3 atto a confrontare una parte della tensione di uscita  
25  $V_{out}$ , cioè la tensione  $V_r$  data da  $V_r = R_2 * V_{out} / (R_2 + R_1)$  (dove le resistenze  
 $R_1$  e  $R_2$  sono connesse in serie fra loro ed in parallelo al condensatore  $C_0$ )  
con una tensione di riferimento  $V_{ref}$ , ad esempio del valore di 2.5V, e  
genera un segnale errore  $Se$  proporzionale alla loro differenza. La tensione  
di uscita  $V_{out}$  presenta un'ondulazione una frequenza doppia di quella di  
rete e sovrapposta al valore continuo. Se tuttavia l'ampiezza di banda  
30

dell'amplificatore d'errore viene ridotta notevolmente (tipicamente inferiore a 20 Hz) mediante l'uso di un condensatore di compensazione Ccomp e assumiamo un funzionamento in regime quasi stazionario, ossia con tensione efficace di ingresso e carico in uscita costanti, tale ondulazione verrà 5 grandemente attenuata ed il segnale errore diventerà costante.

Il segnale errore Se è inviato all'ingresso invertente di un comparatore PWM 5 mentre sull'ingresso non invertente insiste un segnale a rampa Sslope generata mediante un generatore di corrente Ic connesso ad una tensione di alimentazione VDD, un condensatore C ed un interruttore SW. 10 Se i segnali Se e Sslope sono uguali il comparatore 5 invia un segnale ad un blocco di controllo 6 atto al pilotaggio del transistor M che, in tal caso, provvede a spegnerlo. Essendo l'uscita dell'amplificatore d'errore 3 costante, la durata del periodo di conduzione Ton del transistor M sarà costante nell'ambito di ciascun ciclo di rete. Al variare delle condizioni di 15 carico e/o della tensione di rete il segnale errore Se cambierà ed imposterà il valore di Ton necessario per la regolazione della tensione di uscita. Appena il MOS viene spento l'interruttore SW viene chiuso ed il condensatore C scaricato.

Un circuito 200 secondo l'invenzione consente di allungare il tempo di 20 accensione Ton del transistor MOS M in prossimità degli zeri della tensione di rete Vin, cioè quando la tensione di rete assume il valore di qualche Volt (ad esempio 2V), un valore che si può considerare nullo in confronto al valore di picco della tensione di rete. Tali zeri della tensione di rete Vin corrispondono ai valori minimi VC1min della tensione VC1 ai capi del condensatore C1. In tal modo si ottiene una maggiore corrente di picco 25 nell'induttore L.

La resistenza Rs genera il segnale di tensione A (figura 5a), che rappresenta un'immagine del segnale di corrente che attraversa il transistor M. Tale segnale A viene fornito al circuito 200 e precisamente viene fornito 30 ad un dispositivo rivelatore di picco 201 che estrae dal segnale A l'inviluppo

sinusoidale B (figura 5b) cioè una componente sinusoidale raddrizzata avente un periodo uguale a metà del periodo  $T_r$  della tensione di rete  $V_{in}$ . Detto segnale B viene fornito in ingresso ad un circuito limitatore 202 che taglia la parte centrale del semiperiodo di rete del segnale sinusoidale B fornendo un segnale C (figura 5c). Quest'ultimo viene invertito da un invertitore 203 e viene traslato verso l'alto; il segnale D (figura 5d) risultante comanda un dispositivo 204 atto a generare una corrente  $I_d$  proporzionale al segnale D. La corrente  $I_d$  pertanto è nulla per quasi tutto il semiperiodo di rete tranne che in vicinanza degli zeri della tensione di rete dove si sottrae alla corrente  $I_c$  atta a caricare il condensatore C. In tali istanti di tempo la carica del condensatore C (segnale E in figura 5f) viene rallentata mentre il tempo di accensione  $T_{on}$  (figura 5e) viene allungato rispetto al valore comandato dal segnale di tensione in uscita dal comparatore 5.

L'entità della correzione sul tempo di accensione  $T_{on}$  può essere regolata scegliendo opportunamente la resistenza  $R_s$ .

Gli effetti della correzione apportata dal circuito 200 sono visibili nelle figure 6a, 6b e 7. Le figure 6a, 6b mostrano diagrammi ottenuti in un oscilloscopio che riportano la corrente di rete  $I_R$  e la tensione  $V_{C1}$  ai capi della capacità  $C_1$  con rispettivamente una tensione  $V_{in}=220VAC$  ed una potenza  $P_{in}=80W$ , e con una tensione  $V_{in}=220VAC$  ed una potenza  $P_{in}=40W$ . La figura 7 mostra, nell'intorno di uno zero della tensione di rete, la corrente di rete  $I_R$  e la tensione  $V_{drain}$  sul terminale di drain del transistor MOS M.

Nella figura 8 è mostrato un circuito di un dispositivo di controllo di un PFC per un alimentatore a commutazione forzata operante in modo transizione secondo la seconda forma di realizzazione della presente invenzione. Il dispositivo di controllo di detta seconda forma di realizzazione è molto simile al dispositivo di controllo 100 della prima forma di realizzazione tranne per la presenza del circuito 400 atto a sostituire il circuito 200 di figura 4 e capace di allungare il tempo di accensione  $T_{on}$

del transistor MOS M in corrispondenza degli zeri della tensione di rete  $V_{in}$ , che corrispondono ai valori minimi  $V_{C1min}$  della tensione  $V_{C1}$  ai capi del condensatore  $C_1$ , in modo da ottenere una maggiore corrente di picco nell'induttore  $L$ . Il circuito 400 si differenzia dal circuito 200 per la presenza 5 di un dispositivo 401 al posto del dispositivo rivelatore di picco 201. Il dispositivo 401 comprende un filtro passa-basso RC 402 ed uno stadio amplificatore 403. La banda del filtro è molto maggiore della frequenza della rete raddrizzata (p. es. 120 Hz) ma molto inferiore a quella della frequenza di commutazione del transistor M (p.es. 30 kHz). Il segnale 10 rilevato dal filtro RC 402 è pertanto la corrente media  $I_m$  ciclo per ciclo che attraversa il MOSFET che, ricordando che si tratta di una serie di triangoli di altezza inviluppata da una sinusoide e di durata  $T_{on}$ , può essere espressa da:

$$I_m = \frac{1}{2} I_p \sin \alpha D(\alpha) = \frac{1}{2} I_p \sin \alpha T_{on} f(\alpha)$$

dove  $D(\alpha)$  è il duty-cycle del transistor M, ossia il rapporto fra il suo tempo di conduzione  $T_{on}$  ed il periodo di commutazione  $T$ , funzione della tensione istantanea di rete e quindi di  $\alpha$ ,  $f(\alpha) = 1/T(\alpha)$  la corrispondente frequenza di commutazione e  $I_p$  è il valore della corrente di picco nel transistor M in corrispondenza del picco della sinusoide della tensione di rete  $V_{in}$ . Tale segnale  $I_m$  per bassi valori della tensione efficace di ingresso 15  $V_{inf}$  somiglia ad una sinusoide (segnalet  $I_{inA}$  in figura 9); all'aumentare di detta tensione  $V_{inf}$  il picco  $I_p$  diminuisce (la potenza di ingresso è pressoché costante poiché il carico del PFC è supposto costante) e la forma si appiattisce fino al valore critico dato dal valore di tensione  $V_{inc} = \sqrt{2}/4 \cdot V_{out}$  ( $V_{out}$  è la tensione di uscita regolata dal PFC) dove si ha la massima piattezza (segnalet  $I_{inC}$  in figura 9). Per valori  $V_{inf}$  maggiori il segnale  $I_m$  si inflette e presenta una valle al centro (segnalet  $I_{inB}$  in figura 9). Pertanto l'ampiezza del segnale  $I_m$  deve essere amplificata in modo che il minimo della forma d'onda a massima tensione  $V_{inf}$  non sia mai inferiore al valore di limitazione del circuito di tosatuta, in modo da riottenere lo stesso 20 segnale C che si ottiene con il circuito di figura 4, che viene utilizzato allo 25 30

stesso modo del circuito di figura 4.

Nella figura 10 è mostrato un PFC in modo transizione per un alimentatore a commutazione forzata secondo una terza forma di realizzazione della presente invenzione; gli elementi uguali al circuito di figura 4 saranno indicati con gli stessi riferimenti. Il dispositivo PFC comprende il dispositivo di controllo 500 che è molto simile al dispositivo di controllo 100 di figura 4 tranne per la presenza di un circuito 600 (in parte simile al circuito 400 di figura 8) capace di allungare il tempo di accensione Ton del transistor MOS M in corrispondenza degli zeri della tensione di rete Vin, che corrispondono ai valori minimi VC1min della tensione VC1 ai capi del condensatore C1, in modo da ottenere una maggiore corrente di picco nell'induttore L. Il circuito 500 si differenzia dal circuito 100 anche per il fatto che la resistenza di Rs non è posta in serie al transistor M ma sul ritorno di corrente, in modo che essa sia attraversata dalla stessa corrente che attraversa l'induttore L, composta da una serie di triangoli contigui (non più intervallati come nel caso precedente) il cui picco è inviluppato da una sinusoide. In tal caso il segnale di tensione A' sulla resistenza Rs, proporzionale alla corrente dell'induttore L, sarà negativo. Esso è in ingresso al circuito 600 e viene accoppiato ad un terminale K di ingresso invertente di un amplificatore operazionale 601 mediante una resistenza R'; l'ingresso non invertente dell'amplificatore 601 è connesso a massa. L'amplificatore 601 fornirà in uscita il segnale di tensione B' invertito rispetto al segnale A' prelevato ed amplificato del rapporto R''/R'. Tale segnale di tensione B' viene fornito al filtro passa-basso RC 402. In questo caso il segnale rilevato dal filtro RC è proporzionale alla corrente media ciclo per ciclo che attraversa l'induttore L, che non soffre della variabilità della sua forma con la tensione di rete così come già precedentemente visto per il segnale Im nella seconda forma di realizzazione dell'invenzione. Il segnale B'' così ottenuto, cioè una componente sinusoidale raddrizzata avente un periodo uguale a metà del periodo Tr della tensione di rete Vin, viene inviato al

circuito limitatore ottenendo il segnale C che poi viene invertito, ottenendo il segnale D, per pilotare il generatore comandato Id, nel modo visto precedentemente.

5 In alternativa il circuito limitatore 402 può essere sostituito da un comparatore 700 capace di confrontare il segnale in uscita dal rivelatore di picco oppure dal filtro passa-basso RC sia inferiore ad una certa soglia  $V_{th}$  ed in tal caso attivando il dispositivo Id. Si avrà una variazione a scatto del tempo di accensione  $T_{on}$  nell'intorno di ciascuno zero della tensione di rete invece che un progressivo aumento ed una sua successiva progressiva 10 diminuzione per ritornare al valore imposto dall'anello di controllo.

15 Sia la tensione di cimatura propria del dispositivo limitatore 202 e la tensione di soglia  $V_{th}$  del dispositivo comparatore 700 possono essere sia dei valori fissi sia dei valori messi in relazione con il segnale  $S_e$  che fornisce informazioni sull'entità del carico del PFC. Dato che al diminuire del carico (cui corrisponde una diminuzione di  $S_e$ ) la distorsione di incrocio che si vuole correggere peggiora, il livello di tosatuta o, eventualmente, la tensione  $V_{th}$  dovrebbe crescere al diminuire del segnale  $S_e$  e viceversa, in modo da esaltare l'effetto di correzione con carichi minori.

20 Nella tabella 1 vengono mostrati dei dati sperimentali che mostrano l'efficacia della correzione operata dai circuiti di figura 4 e 10. Nella tabella sono indicati i valori di distorsione di incrocio THD1 per il circuito di figura 1, di distorsione di incrocio THD2 per il circuito di figura 4, di distorsione di incrocio THD3 per il circuito di figura 10, al variare della tensione di ingresso  $V_{in}$  con carico pieno (Full) e mezzo carico (Half).

25 I circuiti 200, 400, 600 sono integrabili in uno stesso chip con gli altri componenti dei rispettivi dispositivi di controllo 100 e 500.

Tabella 1.

Carico	Vin [Vac]	THD1	THD2	THD3
Full	85	6.7 %	6.0 %	5.1 %
	110	7.7 %	6.7 %	5.4 %
	135	8.4 %	7.0 %	5.3 %
	175	9.4 %	7.2 %	4.9 %
	220	10.8 %	7.3 %	5.0 %
	265	12.3 %	7.7 %	5.7 %
Half	85	10.5 %	9.3 %	7.1 %
	110	12.1 %	10.3 %	7.4 %
	135	12.5 %	10.3 %	6.7 %
	175	12.5 %	9.4 %	5.2 %
	220	12.6 %	8.6 %	6.0 %
	265	12.8 %	8.1 %	7.1 %

## RIVENDICAZIONI

1. Dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione, comprendente un convertitore (20) ed un dispositivo di controllo (100, 500) accoppiato con 5 detto convertitore (20) in modo da ottenere da una tensione alternata di rete (Vin) in ingresso una tensione regolata (Vout) sul terminale di uscita, detto convertitore (20) comprendendo un transistor di potenza (M), detto dispositivo di controllo (100, 500) comprendendo un circuito di pilotaggio (3, 5, 6, Ic, SW, C) atto a determinare il periodo di tempo di accensione (Ton) e di spegnimento (Toff) di detto transistor di potenza (M), caratterizzato dal fatto che detto dispositivo di controllo (100, 500) 10 comprende mezzi di controllo (200, 400, 600) accoppiati a detto circuito di pilotaggio (3, 5, 6, Ic, SW, C) e a detto convertitore (20) e capaci di allungare detto periodo di tempo di accensione (Ton) del transistor di potenza (M) in corrispondenza degli istanti di tempo in cui detta tensione 15 alternata di rete (Vin) assume sostanzialmente un valore nullo.
2. Dispositivo secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che detto circuito di pilotaggio (3, 5, 6, Ic, SW, C) comprende un amplificatore di errore (3) avente in ingresso sul terminale invertente un primo segnale (Vr) proporzionale a detta tensione regolata (Vout) e sul terminale non invertente una tensione di riferimento (Vref), mezzi (Ic, SW, C) di generazione di un segnale di tensione a rampa comprendenti un condensatore (C), un primo generatore di un segnale di corrente (Ic) atto a caricare detto condensatore (C) ed un interruttore (SW) disposto in parallelo 20 al condensatore (C) e comandato da detto circuito di pilotaggio (3, 5, 6, Ic, SW, C) per scaricare detto condensatore (C), un comparatore (5) capace di confrontare detto segnale a rampa (E) con un segnale di errore (Se) in uscita da detto amplificatore di errore (3) e capace di fornire un segnale in uscita (R) atto a determinare detto periodo di tempo di accensione (Ton) di detto 25 transistor di potenza (M), detti mezzi di controllo (200; 400; 600) essendo 30

accoppiati con detti mezzi (Ic, SW, C) di generazione del segnale di tensione a rampa in modo tale da diminuire il valore della corrente di carica del condensatore in corrispondenza di detti istanti di tempo in cui la tensione alternata di rete (Vin) assume sostanzialmente un valore nullo.

5        3. Dispositivo secondo la rivendicazione 2, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di controllo (200, 400, 600) comprendono un dispositivo rivelatore (201, 401, 601-402) atto ad estrarre da un segnale (A, A') proporzionale alla corrente che scorre in detto convertitore (20) una componente sinusoidale raddrizzata (B, B'') con un periodo uguale a metà periodo del periodo (Tr) della tensione di rete (Vin), un secondo generatore di corrente (Id) accoppiato a detto primo generatore (Ic) ed ulteriori mezzi di controllo (202-203, 201-700) aventi in ingresso detta componente sinusoidale raddrizzata (B, B'') e capaci di comandare detto secondo generatore di corrente (Id) in modo tale da diminuire il valore della corrente di carica del condensatore (C) in corrispondenza di detti istanti di tempo in cui la tensione alternata di rete (Vin) assume un valore nullo.

10      4. Dispositivo secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che detto dispositivo rivelatore (201, 401) estrae detta componente sinusoidale raddrizzata (B) da un segnale (A) proporzionale alla corrente che scorre in detto transistor di potenza (M).

15      5. Dispositivo secondo la rivendicazione 4, caratterizzato dal fatto che detto dispositivo rivelatore (201) è un rivelatore di picco del segnale di corrente che scorre in detto transistor di potenza (M).

20      6. Dispositivo secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che detto convertitore (20) comprende un circuito raddrizzatore (2) della tensione di rete (Vin), un condensatore (C1) disposto in parallelo a detto circuito raddrizzatore (2) ed un induttore (L) disposto fra detto condensatore (C1) e detto transistor di potenza (M), e che detto dispositivo rivelatore (601-402) estrae detta componente sinusoidale raddrizzata (B'') da un segnale (A') proporzionale alla corrente che scorre in detto induttore (L).

25

30

7. Dispositivo secondo la rivendicazione 4 o 6, caratterizzato dal fatto che detto dispositivo rivelatore (401) comprende un filtro passa-basso (402) ed un amplificatore (403, 601).

5 8. Dispositivo secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che detti ulteriori mezzi di controllo (202-203) comprendono un dispositivo limitatore (202) atto a selezionare la parte centrale di detta componente sinusoidale raddrizzata (B) in ogni metà di detto periodo (Tr) della tensione di rete (Vin) ed un invertitore (203) atto ad invertire il segnale (C) in uscita dal dispositivo limitatore (202) ed a comandare detto secondo generatore di 10 corrente (Id).

15 9. Dispositivo secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che detti ulteriori mezzi di controllo (700) comprendono un comparatore capace di confrontare detta componente sinusoidale raddrizzata (B, B") con una tensione di riferimento (Vth) ed il cui segnale di uscita comanda detto secondo generatore di corrente (Id).

10 10. Dispositivo secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di controllo (200, 400, 600) sono integrabili in un chip con il circuito di pilotaggio (3, 5, 6, Ic, SW, C) di detto dispositivo di controllo (100, 500).

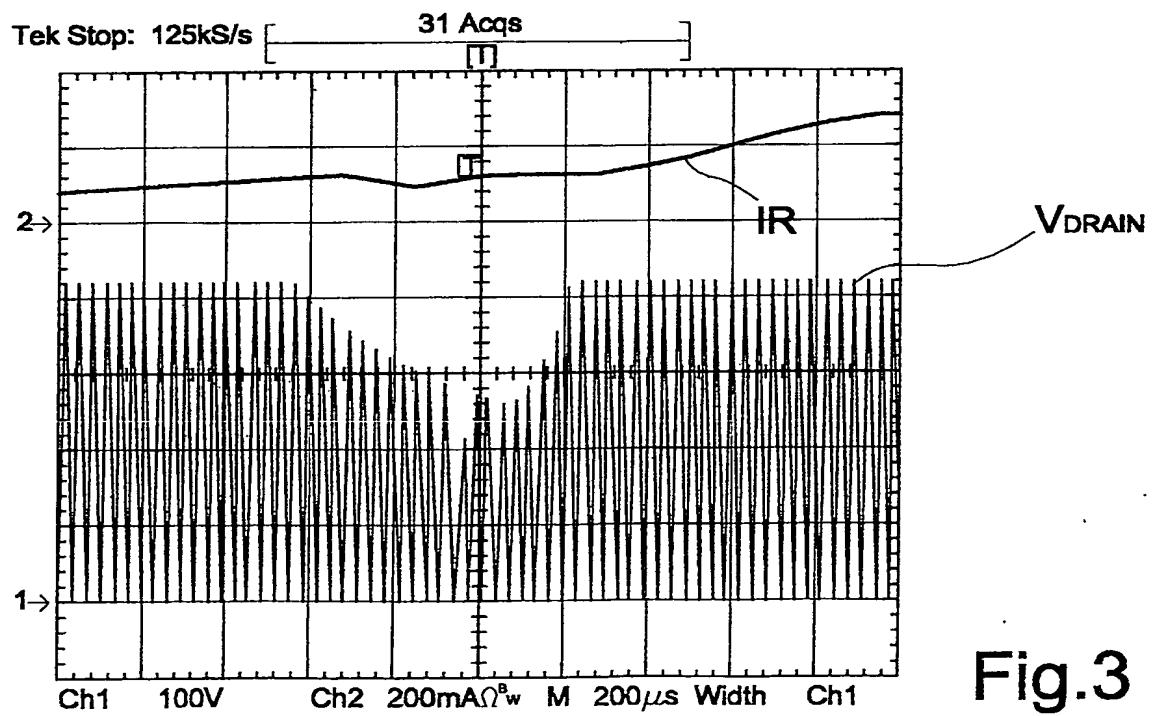
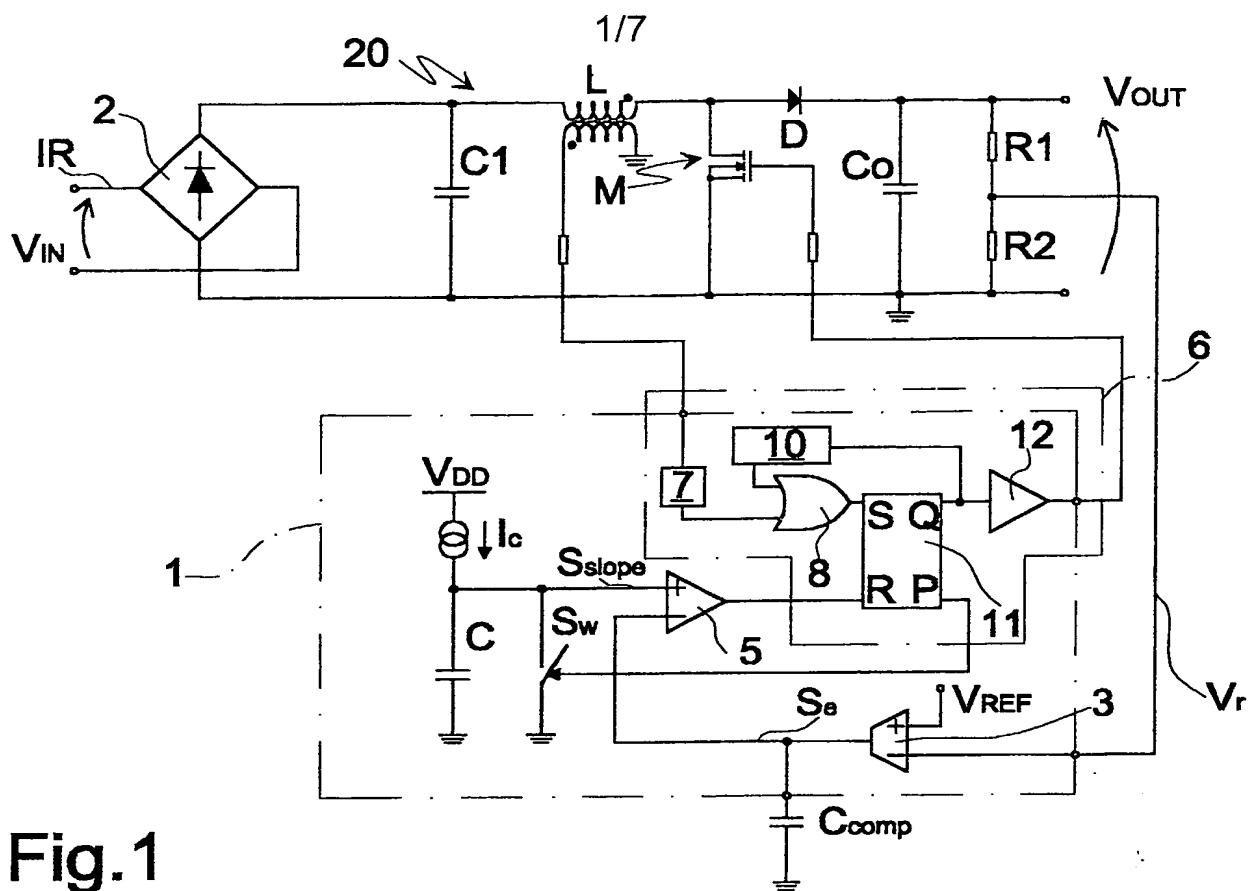
“Dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione con Ton costante.”

\* \* \* \* \*

### RIASSUNTO

5 E' descritto un dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione. Detto dispositivo comprende un convertitore (20) ed un dispositivo di controllo (100, 500) accoppiato con detto convertitore (20) in modo da ottenere da una tensione alternata di rete (Vin) in ingresso una tensione regolata (Vout) sul terminale di uscita. Il convertitore (20) comprende un transistor di potenza (M) mentre il dispositivo di controllo (100, 500) comprende un circuito di pilotaggio (3, 5, 6) atto a determinare il periodo di tempo di accensione (Ton) e di spegnimento (Toff) del transistor di potenza (M). Il dispositivo di controllo (100, 500) comprende inoltre mezzi di controllo (200, 400, 600) accoppiati a detto circuito di pilotaggio (3, 5, 6) e a detto convertitore (20) e capaci di allungare il periodo di tempo di accensione (Ton) del transistor di potenza (M) in corrispondenza degli istanti di tempo in cui la tensione alternata di rete (Vin) assume sostanzialmente un valore nullo. (Figura 4)

THIS PAGE BLANK (USPTO)



2/7

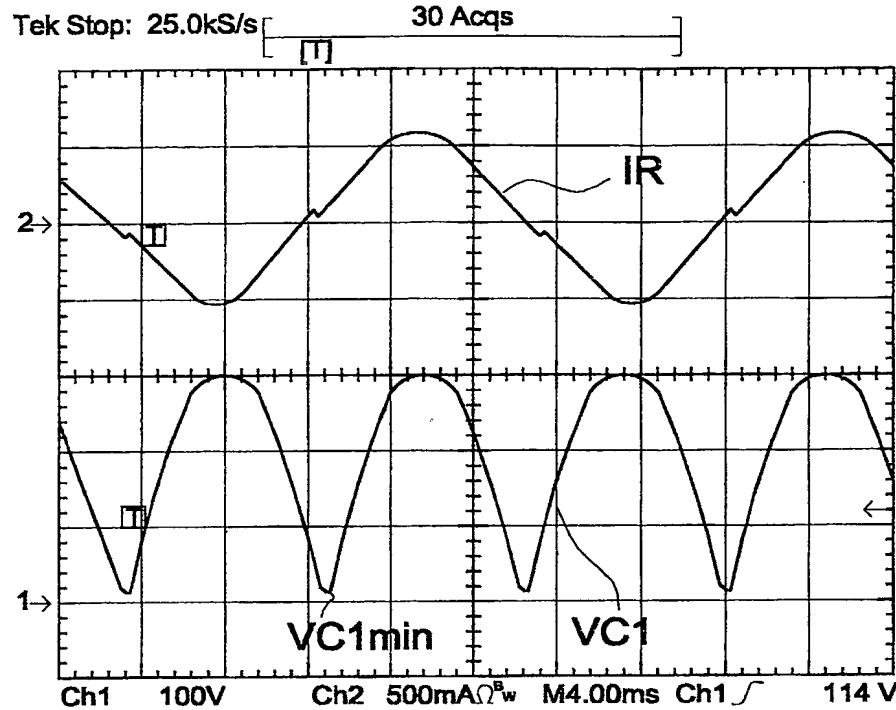


Fig.2a

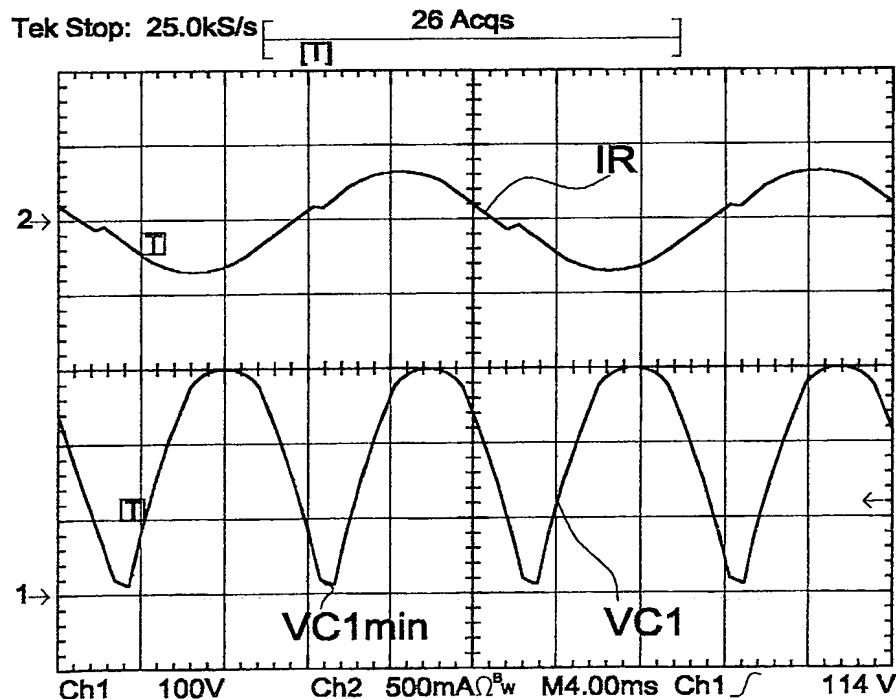


Fig.2b

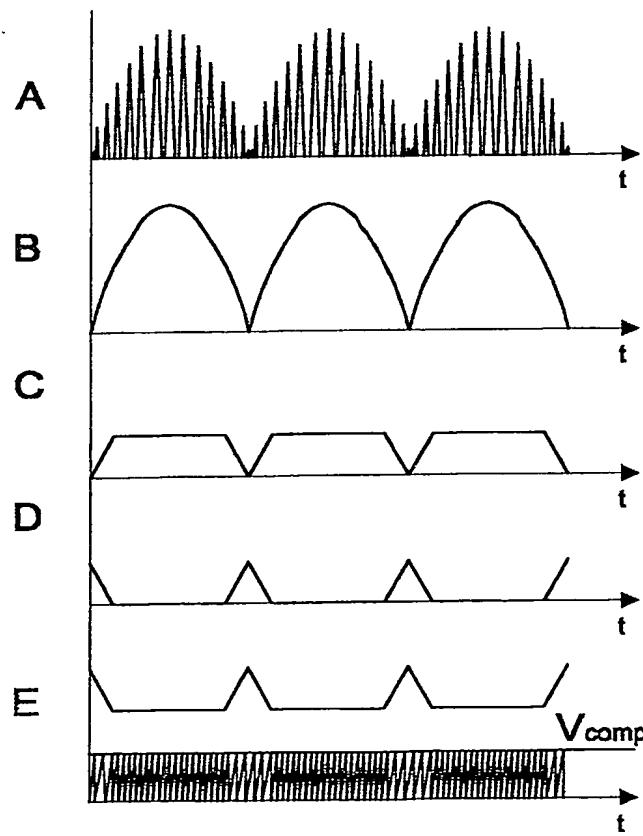
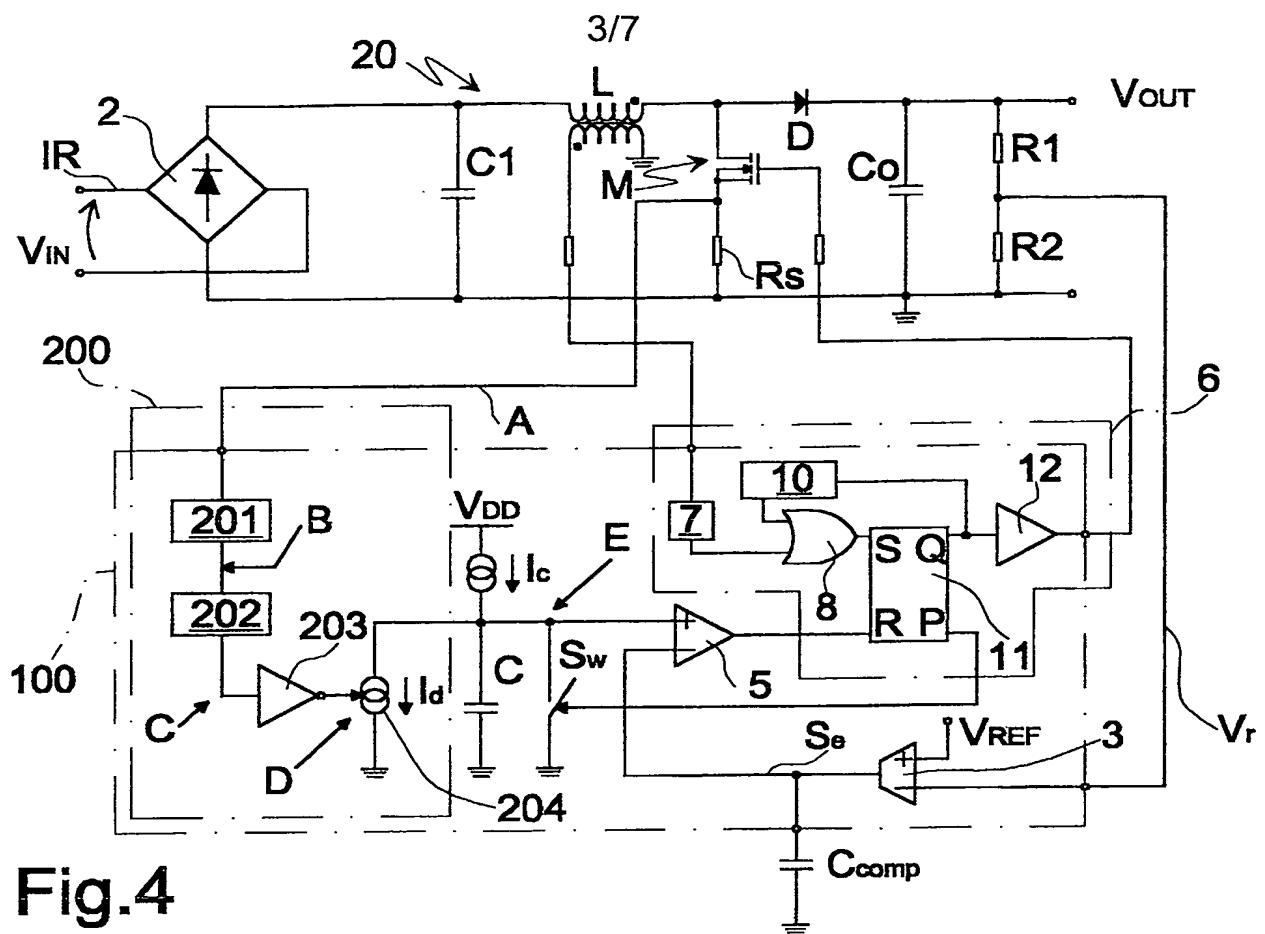


Fig.5a

Fig.5b

Fig.5c

Fig.5d

Fig.5e

Fig.5f

4/7

Tek Stop: 25.0kS/s

4 Acqs

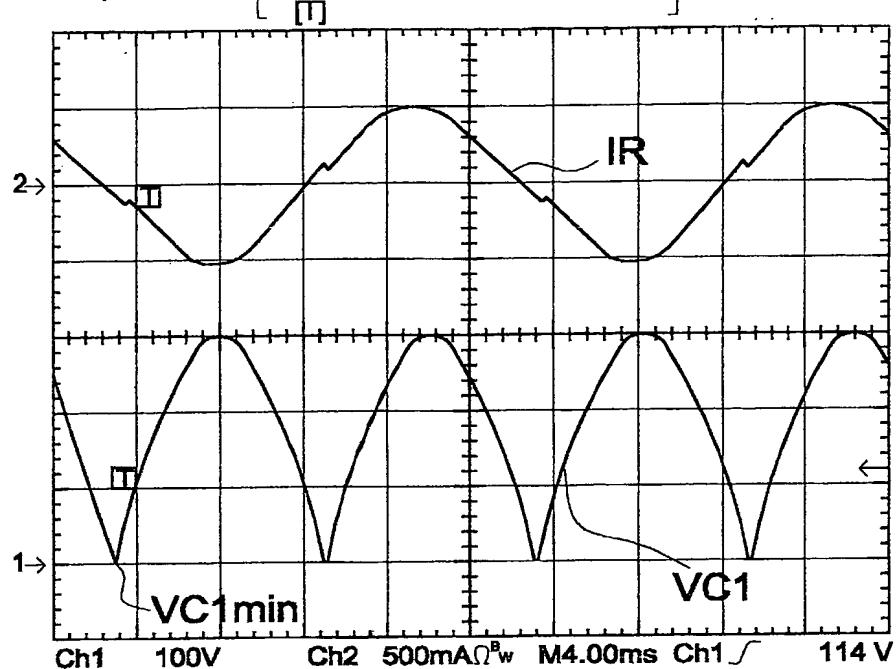


Fig.6a

Tek Stop: 25.0kS/s

88 Acqs

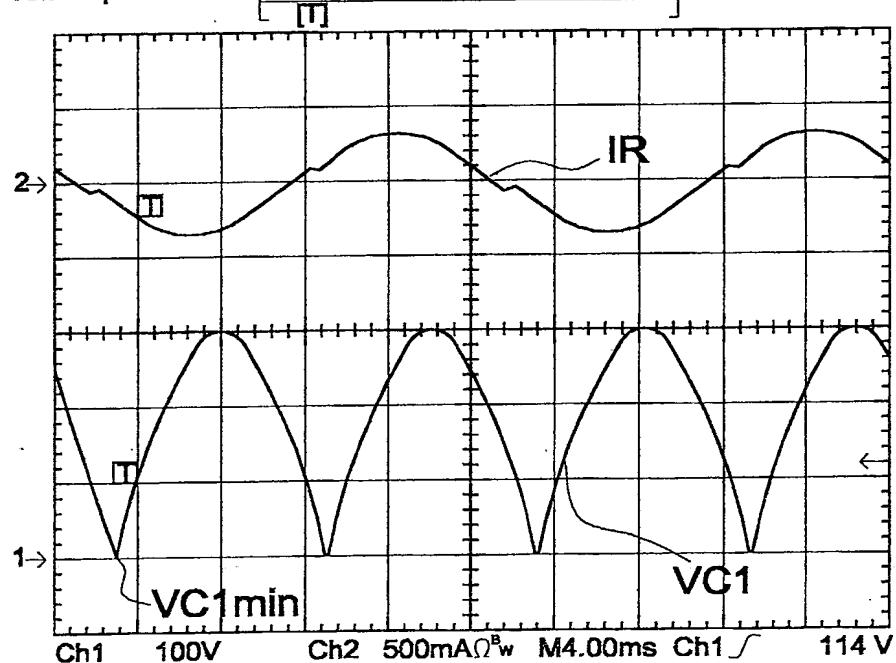


Fig.6b

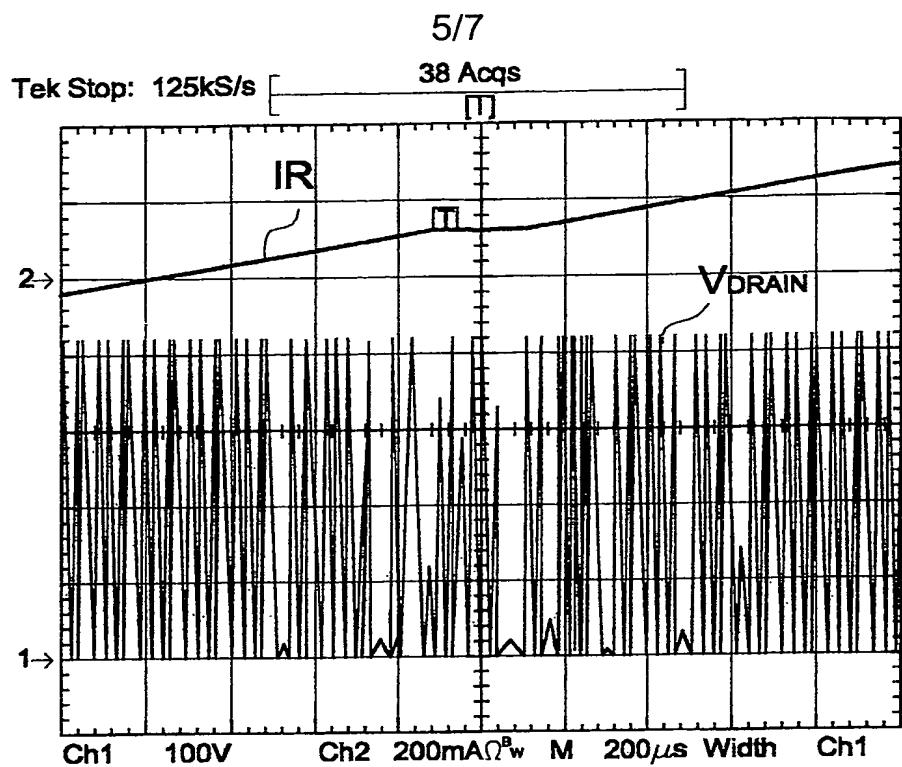


Fig.7

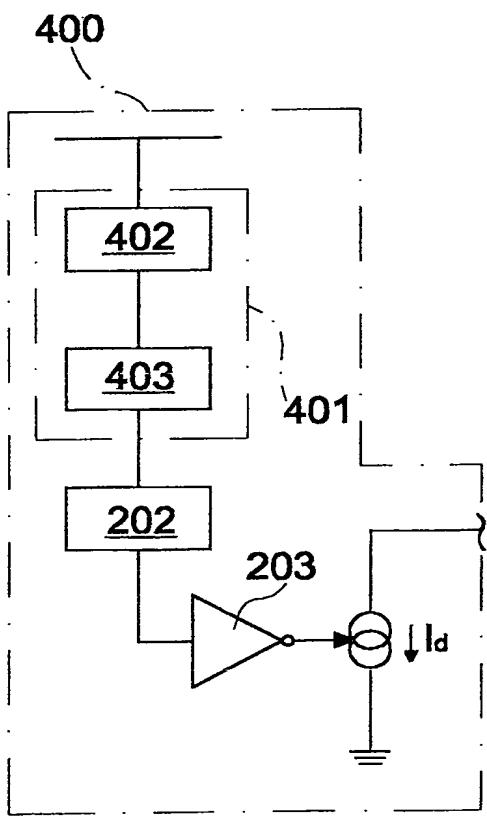


Fig.8

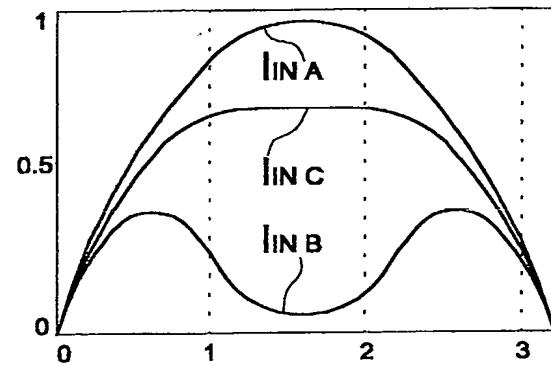


Fig.9

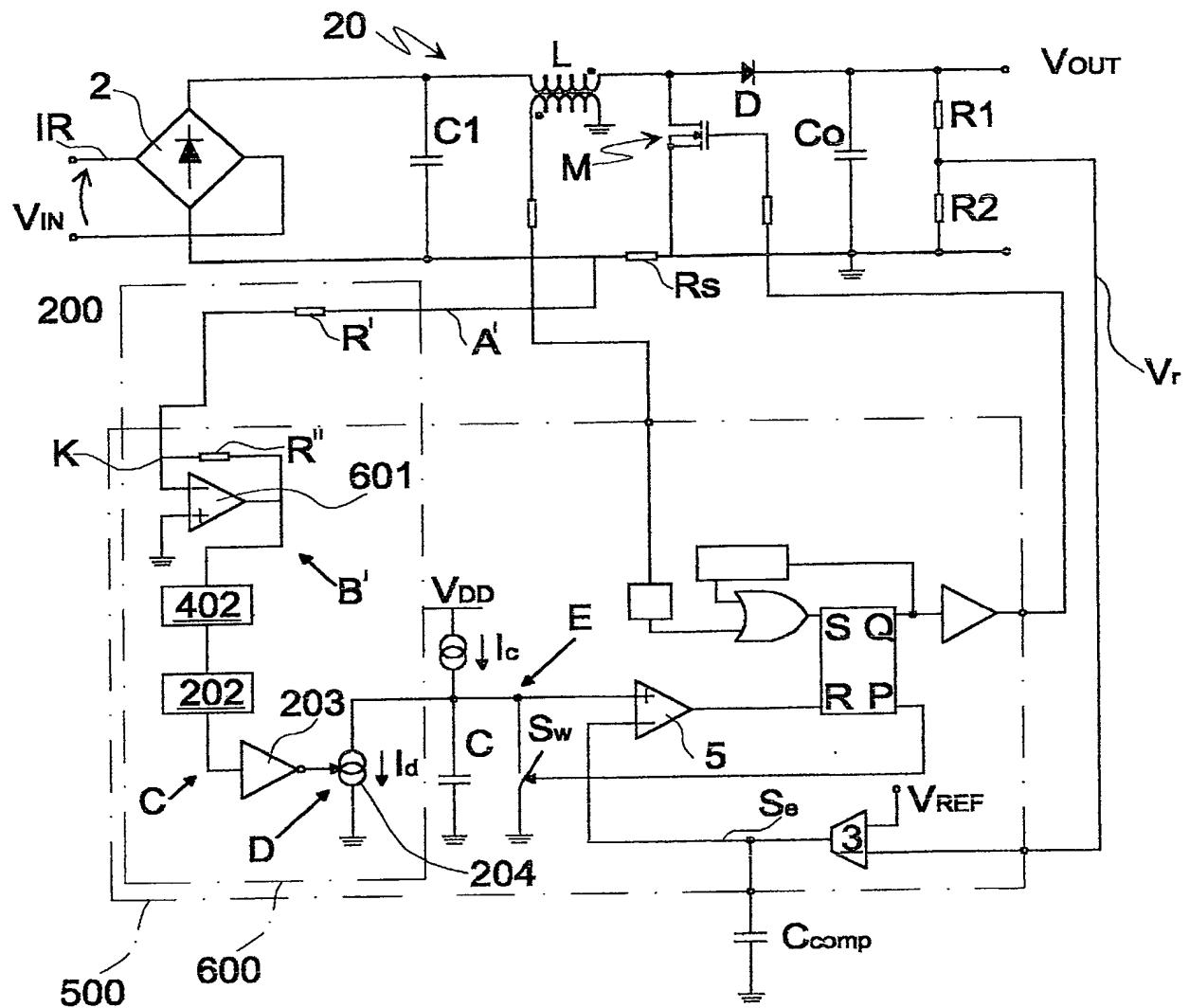


Fig. 10

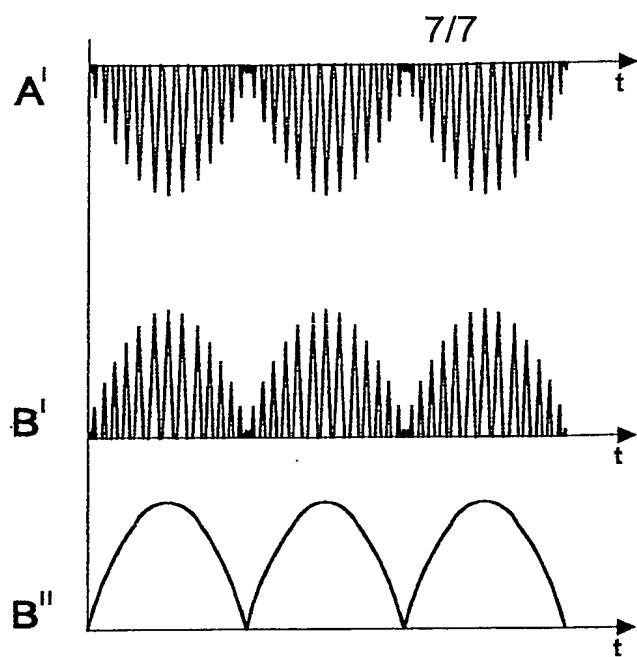


Fig.11a

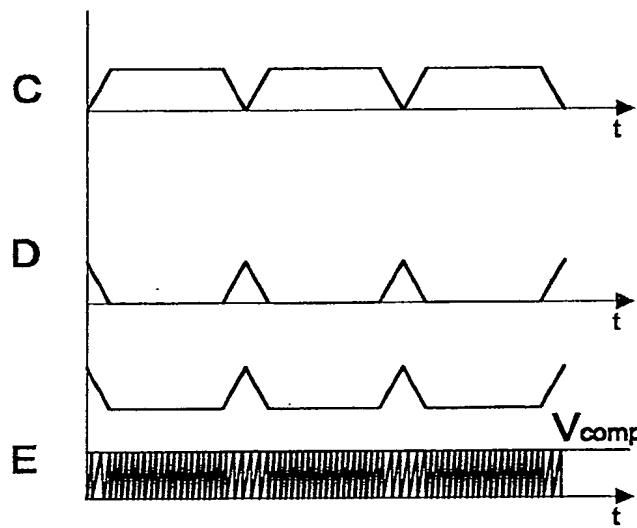


Fig11b



Fig.11c

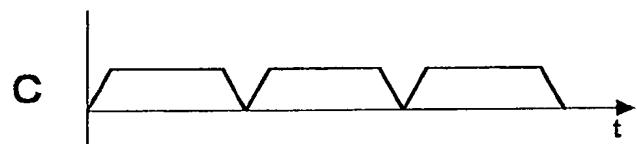


Fig.11d



Fig.11e

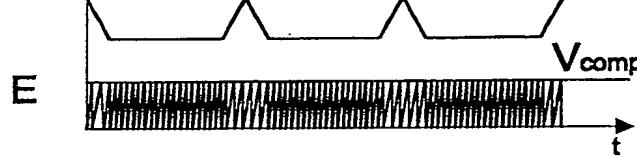


Fig.11f

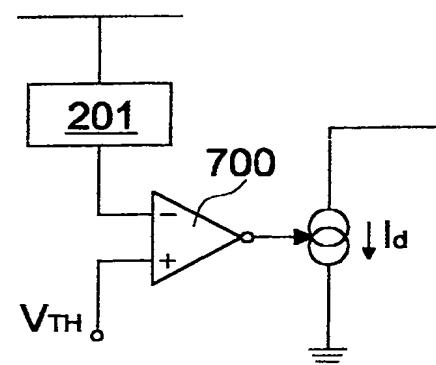


Fig.12

THIS PAGE BLANK (USPTO)